

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 56-162600

(43)Date of publication of application : 14.12.1981

(51)Int.Cl.

H04S 1/00

(21)Application number : 55-066148

(71)Applicant : TRIO KENWOOD CORP

(22)Date of filing : 19.05.1980

(72)Inventor : HONMA SOICHI
ASAHI NOBUMITSU
SAKAI SATORU

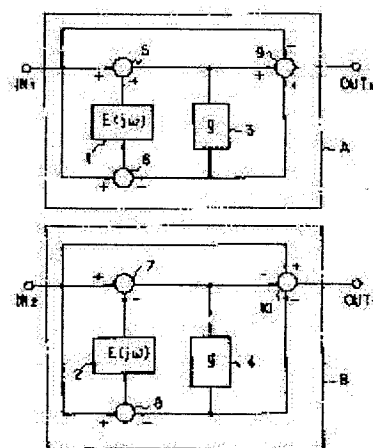
(54) SOUND IMAGE CONTROLLER

(57)Abstract:

PURPOSE: To control the expansion and depth of a sound image without varying the interval between speakers, by inserting a means of varying signal correlativity between two channels into a transmission path of two channels.

CONSTITUTION: An input signal applied to the input terminal IN1 of a circuit A and an output signal from an all-pass circuit 1 are added together by an adder 5, whose output signal is attenuated by an attenuator 3. A subtractor 6 subtracts the output signal of the attenuator 3 from the signal from the terminal IN1 and inputs the difference to the circuit. Further, adder-subtractor 9 adds output signals of the adder 5 and subtractor 3 together and then subtracts the input signal to lead the result to an output terminal OUT1. A circuit B, on the other hand, consists of an all-pass circuit 2, subtractor 4, subtractors 7 and 8, and adder-subtractor 10; an input signal is applied to its input terminal IN2 and an output signal is led out to its output terminal OUT1.

Frequency characteristics of those circuits A and B are flat and a difference in phase between two channels oscillates to positive and negative centering on zero. For this purpose, the circuits A and B are interposed in a two-channel transmission path to decrease signal correlativity between the two channels.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

F-2098

⑨ 日本国特許庁 (JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A)

昭56—162600

⑤ Int. Cl.³
H 04 S 1/00

識別記号

庁内整理番号
7346—5D

④ 公開 昭和56年(1981)12月14日

発明の数 1
審査請求 未請求

(全 7 頁)

④ 音像制御装置

東京都目黒区青葉台3丁目6番
17号トリオ株式会社内

① 特 願 昭55—66148

⑦ 発 明 者 酒井了

② 出 願 昭55(1980)5月19日

東京都目黒区青葉台3丁目6番
17号トリオ株式会社内

③ 発 明 者 本間惣一

⑧ 出 願 人 トリオ株式会社

東京都目黒区青葉台3丁目6番
17号トリオ株式会社内東京都目黒区青葉台3丁目6番
17号

④ 発 明 者 朝日伸光

明 細 書

1. 発明の名称

音像制御装置

2. 特許請求の範囲

(1) 2チャンネルの音響収音系または再生系路内に挿入して伝送振幅周波数特性を変化させることなく、2チャンネル間の信号相関度を変化させる第1の手段を備え、前記信号相関度を減少させることにより再生時の音像の距離感および拡がり感を増大させることを特徴とする音像制御装置。

(2) 第1の手段は2チャンネル間において位相の進退関係が周波数の変化とともに反転を繰返す可変位相回路であることを特徴とする特許請求の範囲第1項に記載の音像制御回路。

(3) 第1の手段は、位相を周波数の増加とともに0〜 $-n \times$ ラジアンまで単調に変化させる第1の n 次移相回路と第1の減衰器とを備え、入力端子に印加された入力信号を前記第1の n 次移相回路の出力信号と加算して第1の信号を得て、該第1の信号を前記第1の減衰器に入力し、前記第1の

減衰器の出力信号を入力端子に印加された入力信号から減算して前記第1の n 次移相回路に入力し、前記第1の減衰器の出力信号と前記第1の信号とを加算して第2の信号を得て、該第2の信号から入力端子に印加された入力信号を減算した信号を出力端子に導出するように構成した第1の回路と、前記第1の n 次移相回路と同一特性を有する第2の n 次移相回路と、前記第1の減衰器と同一のゲインを有する第2の減衰器とを備え、前記第2の n 次移相回路の出力信号を入力端子に印加された入力信号から減算して第3の信号を得て、該第3の信号を前記第2の減衰器に入力し、前記第2の減衰器の出力信号を入力端子に印加された入力信号から減算して前記第2の n 次移相回路に入力し、入力端子に印加された入力信号から前記第3の信号および前記第2の減衰器の出力信号を減算した信号を出力端子に導出するように構成した第2の回路とからなることを特徴とする特許請求の範囲第1項に記載の音像制御装置。

3. 発明の詳細な説明

本発明は伝送周波数特性を平坦に維持しつつ、また残響信号を付加すること無しに、音像に対する拡がり感や奥行感を制御する音像制御装置に関する。

従来、音像を制御する方法としては、(i)ステレオ收音時に行なう方法と、(ii)スピーカ再生時に行なう方法とがあつた。

まず(i)に関する最も簡単な方法は、通称ペアマイクといわれる一対のマイクロホンを用い、音源からマイクロホンまでの距離、マイクロホンヘッドの間隔とその方向を変えることにより、再生時のステレオ感を制御することができるため便利な方法である。しかし、この方法によるときは、音像の拡がり感を増すためにマイクロホンヘッドの間隔を大きく取り過ぎると、中央の音像が不明確になつて、所謂中抜けの状態になつたりする。

また、ペア・マイクロホンによる收音がより手軽にできるように一対の単一指向性マイクロホンを一体化した通称ステレオマイクロホンなるものも各種考案されている。これによれば未経験者で

も定位の安定したステレオ録音ができるが、音源の種類によつては音像の拡がりや、奥行を十分に再現できない場合がある。

また(ii)の方法は基本的に次の3種類がある。

(i)一方のチャンネルの信号には手を加えず、他方のチャンネルの信号のみに音圧レベル差と位相差とを与える方法、(ii)両方のチャンネルの信号に音圧レベル差、位相差を加え、反転して相手側のチャンネルの信号に加える方法、(iii)遅延素子を使用して電氣的に残響成分を作り出して両チャンネルの信号に加える方法がこれである。

しかしこれらの各種の方法は何れも系の振幅周波数特性が平坦でないために音質の劣化が避けられない。

本発明は上記にかんがみなされたもので、ペア・マイクロホンを用いてステレオ信号を收音したり、スピーカ間隔の狭い状態でステレオ信号を再生する場合に、マイクロホンヘッドや、スピーカの間隔を変えることなく音像の拡がりや、奥行を制御することができる音像制御装置を提供するこ

とを目的とするものである。

以下、本発明を実施例により説明する。

第1図は本発明の音像制御装置の一実施例のブロック図である。

本実施例においては、独立した第1の回路Aと第2の回路Bとからなる。第1の回路Aは振幅伝送率が"1"の所謂オールパス回路1、減衰器3、加算器5、減算器6および加減算器9とで構成し、入力端子IN₁に印加された入力信号とオールパス回路1の出力信号とを加算器5で加算し、加算器5の出力信号を減衰器3で減衰する。減算器6で入力端子IN₁に印加された入力信号から減衰器3の出力信号を減算してオールパス回路1に投入する。また加減算器9で加算器5の出力信号と減衰器3の出力信号とを加算し、さらに入力端子IN₁に印加された入力信号を減算して、加減算器9の出力信号を出力端子OUT₁に導出する。

また第2の回路Bはオールパス回路1と同一の特性を有するオールパス回路2、減衰器3と同一のゲインを有する減衰器4、減算器7および8、

加減算器10とからなり、減算器7で入力端子IN₂に印加された入力信号からオールパス回路2の出力信号を減算して、減衰器4に投入し減衰させる。減算器8で入力端子IN₂に印加された入力信号から減衰器4の出力信号を減算して、オールパス回路2に投入する。加減算器10で入力端子IN₂に印加された入力信号から減算器7の出力信号および減衰器4の出力信号を減算して、出力端子OUT₂に導出する。

第1の回路A、第2の回路Bの伝達関数をそれぞれG₁(jω)、G₂(jω)とすれば

$$G_1(j\omega) = \frac{g+E(j\omega)}{1+gE(j\omega)} \\ = E(j\omega) \frac{1+gE(j\omega)^{-1}}{1+gE(j\omega)} \quad \dots (1)$$

$$G_2(j\omega) = \frac{g-E(j\omega)}{1-gE(j\omega)} \\ = E(j\omega) \frac{1-gE(j\omega)^{-1}}{1-gE(j\omega)} \quad \dots (2)$$

で与えられる。ここでωは入力端子IN₁、IN₂

に印加される入力信号の角周波数、 $E(j\omega)$ はオールパス回路1、2の伝達関数、 g は減衰器3、4のゲインである。

伝達関数 $G_1(j\omega)$ 、 $G_2(j\omega)$ の振幅項 $|G_1(j\omega)|$ 、 $|G_2(j\omega)|$ はオールパス回路1、2の伝達関数 $E(j\omega)$ が

$$E(j\omega) = e^{-j\phi(\omega)} \quad \dots\dots(3)$$

で表わされるので

$$\begin{aligned} |G_1(j\omega)| &= |e^{-j\phi(\omega)}| \left| \frac{1+ge^{j\phi(\omega)}}{1+ge^{-j\phi(\omega)}} \right| \\ &= \left| \frac{1+g\cos\phi+jg\sin\phi}{1+g\cos\phi-jg\sin\phi} \right| = 1 \end{aligned} \quad \dots\dots(4)$$

$$\begin{aligned} |G_2(j\omega)| &= |e^{-j\phi(\omega)}| \left| \frac{1-ge^{j\phi(\omega)}}{1-ge^{-j\phi(\omega)}} \right| \\ &= \left| \frac{1-g\cos\phi-jg\sin\phi}{1-g\cos\phi+jg\sin\phi} \right| = 1 \end{aligned} \quad \dots\dots(5)$$

となり、第1の回路Aおよび第2の回路Bの伝送

$2n$ 次移相回路であるとする、 φ_1 、 φ_2 は $0 \leq \omega < \infty$ で値域が $0 \sim -2n\pi$ の単調減少関数となり $\cos \varphi_1 = \cos \varphi_2 = 1$ を満す角周波数 ω を n 個もつことになる。同様に φ_{12} は区間

$$\begin{aligned} -\pi < 2 \tan^{-1} \frac{-2g}{1-g^2} \leq \varphi_{12} \\ \leq 2 \tan^{-1} \frac{2g}{1-g^2} < \pi \end{aligned} \quad \dots\dots(10)$$

で n 回振動し、また $\cos \varphi_{12}$ は

$$1 \geq \cos \varphi_{12} \geq -\frac{4g^2-(1-g^2)^2}{4g^2+(1-g^2)^2} \quad \dots\dots(11)$$

の範囲で $2n$ 回振動し、

$$\text{最小値； } (\cos \varphi_{12})_{\min} = -\frac{4g^2-(1-g^2)^2}{4g^2+(1-g^2)^2} \quad \dots\dots(12)$$

$$\text{最大値； } (\cos \varphi_{12})_{\max} = 1 \quad \dots\dots(13)$$

を各々 $2n$ 回とる。

一方、第1の回路A、第2の回路Bの2系統間における相関係数を ϕ 特定の帯域ランダムノイズ

振幅周波数特性は平坦である。

また伝達関数 $G_1(j\omega)$ 、 $G_2(j\omega)$ の位相項 φ_1 、 φ_2 は、(1)~(3)式より

$$\varphi_1 \equiv \angle G_1(j\omega) = -\phi + 2 \tan^{-1} \frac{g \sin \phi}{1+g \cos \phi} \quad \dots\dots(6)$$

$$\varphi_2 \equiv \angle G_2(j\omega) = -\phi - 2 \tan^{-1} \frac{g \sin \phi}{1-g \cos \phi} \quad \dots\dots(7)$$

となる。

また、第1の回路Aと第2の回路Bとの間の位相差 φ_{12} およびその余弦は

$$\varphi_{12} = \varphi_1 - \varphi_2 = 2 \tan^{-1} \frac{2g \sin \phi}{1-g^2} \quad \dots\dots(8)$$

$$\cos \varphi_{12} = -1 + \frac{2(1-g^2)^2}{4g^2 \sin^2 \phi + (1-g^2)^2} \quad \dots\dots(9)$$

となる。

いまオールパス回路1および2が、 $0 \leq \omega < \infty$ で位相が $0 \geq -\phi > -2n\pi$ ラジアン変化する

を入力端子に印加したときの、2つの出力信号間の相関係数 ϕ と定義すれば、第1の回路A、第2の回路Bの周波数の関数としての相関係数 ϕ は、

$$\phi(\omega_0) = \frac{1}{\Delta\omega} \int_{\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}}^{\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}} \cos \varphi_{12}(\omega) d\omega \quad \dots\dots(14)$$

で表わされる。

ここで ω_0 は中心角周波数、 $\Delta\omega$ は帯域幅の 2π 倍である。

一般に、(14) 式はオールパス回路1、2の時定数などのパラメータと、減衰器3、4の減衰量に依存するが、 n が十分大きく、 $(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}) \rightarrow 0$ 、 $(\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}) \rightarrow \infty$ の極限においては

$$\phi = \frac{1-3g^2}{1+g^2} \quad \dots\dots(15)$$

で近似される。

$\cos \varphi_{12}$ は一般に平均値 ϕ のまわりを振動するので、実用に際しては聴感上連続とみなせる程度に n を十分に大きくとればよい。

以上をまとめると、本実施例の音像制御装置は

(1) 振幅周波数特性 $|G(j\omega)|$ は平坦であり、ゲインを持たない。

(2) 2チャンネル間位相差 φ_{12} は、2チャンネル間において、位相の進退関係が周波数の変化とともに反転を繰返し、零を中心に正負に振動する。

(3) 相関係数 $\phi(j\omega)$ は、オールパス回路 1、2 のパラメータを a で代表させれば、一般に $\phi = h(g, a)$ で表わされるが、パラメータ a を適当に選べば、相関係数 ϕ は減衰器 3、4 の減衰量 g により依存して決まる。

従つて、第 1 図に示した本実施例の第 1 の回路 A、第 2 の回路 B を 2 チャンネルの伝送系路内に挿入すれば、伝送振幅周波数特性を変化させることなく、2 チャンネルの信号相関度を減少させることができ、音像の制御が行なえる。

次に第 1 図のブロック図で示した本実施例の具体的構成例について説明する。

第 2 図は本実施例の具体的構成を示す回路図である。

第 6 図に示す回路において、1 次移相回路の時定数、および段数の選択には、相当の自由度がある。以下 2 つの実施例について説明する。

実施例 (i) はオールパス回路 1、2 として時定数が総て等しい $2n$ 次移相回路、たとえば伝達関数およびその位相項が

$$E(j\omega) = \left(\frac{1-j\omega T}{1+j\omega T} \right)^{2n} \quad \dots\dots (16)$$

$$-\phi(j\omega) = -4n \tan^{-1} \omega T \quad \dots\dots (17)$$

で表わされる $2n$ 次移相回路を用いた場合の例である。ここで T は 1 次移相回路の時定数である。

この場合には、第 1 の回路 A、第 2 の回路 B の伝送振幅周波数特性 $|G_1(j\omega)|$ 、 $|G_2(j\omega)|$ および位相周波数特性 φ_1 、 φ_2 は、 $n=10$ 、 $g=0.7$ とした場合、第 3 図に示す如くなる。

第 3 図において一点鎖線は $|G_1(j\omega)|$ 、 $|G_2(j\omega)|$ を、実線は φ_1 を、破線は φ_2 を示している。

また、位相差の余弦 $\cos \varphi_{12}$ は、第 4 図に示す如くなる。第 4 図において破線は φ_2 の最小値

11 はバッファ増幅器である。オールパス回路

1 は演算増幅器 13-1、13-2、 \dots 13-2n からなる 1 次移相回路を縦続接続した $2n$ 次移相回路で構成し、減衰器 3 は演算増幅器 15 からなる回路で構成し、加算器 5 は演算増幅器 17 からなる回路で構成し、減算器 6 は演算増幅器 19 からなる回路で構成し、加算器 9 は演算増幅器 21 からなる回路で構成して、第 1 の回路 A を構成する。

12 はバッファ増幅器である。オールパス回路 2 はオールパス回路 1 と同一に演算増幅器 14-1、14-2、 \dots 14-2n からなる 1 次移相回路を縦続接続して、オールパス回路 1 と同一特性の $2n$ 次移相回路で構成し、減衰器 4 は演算増幅器 16 からなり、演算増幅器 15 の非反転入力端子に接続した可変抵抗 V_{R1} と連動する可変抵抗 V_{R2} を通して入力が増加されるように構成し、減算器 7 は演算増幅器 18 からなる回路で構成し、減算器 8 は演算増幅器 20 からなる回路で構成し、加減算器 10 は演算増幅器 22 からなる回路で構成して、第 2 の回路 B を構成する。

すなわち (12) 式の値を示しており、この例では (-0.7657) である。

実施例 (ii) は 1 次移相回路の時定数を T と $10T$ の 2 種類にした $2n$ 次移相回路にし、その伝達関数および位相項が

$$E(j\omega) = \left(\frac{1-j\omega T}{1+j\omega T} \right)^n \cdot \left(\frac{1-j10\omega T}{1+j10\omega T} \right)^n \quad \dots\dots (18)$$

$$-\phi(j\omega) = -2n (\tan^{-1} \omega T + \tan^{-1} 10\omega T) \quad \dots\dots (19)$$

で表わされる $2n$ 次移相回路を用いた場合の例である。

この場合には、第 1 の回路 A、第 2 の回路 B の伝送振幅周波数特性 $|G_1(j\omega)|$ 、 $|G_2(j\omega)|$ および位相周波数特性 φ_1 、 φ_2 は、 $n=10$ 、 $g=0.7$ とした場合、第 5 図に示す如くなる。

第 5 図において一点鎖線は $|G_1(j\omega)|$ 、 $|G_2(j\omega)|$ を、実線は φ_1 を、破線は φ_2 を示している。

また、位相差の余弦 $\cos \varphi_{12}$ は、第 6 図に示す如くなる。第 6 図において破線は φ_{12} の最小値

を示しており、この例では (-0.7657) である。

以上の実施例(i)および(ii)では位相差の余弦 $\cos \phi_{12}$ のピーク値の間隔は異なっているが、相関係数 ϕ は、実用上ともに(15)式

$$\phi = \frac{1-3g^2}{1+g^2}$$

で近似できる。従つて第1の回路Aおよび第2の回路Bの構成要素である減衰器3、4を連動して、 $0 \leq g < 1$ に変化させることにより、2チャンネル間の相関係数を $1 \geq \phi > -1$ の範囲内で任意に変更することができ、音像の制御を行なうことができる。

以上説明した如く本発明によれば次の効果を得ることができる。

(i)ステレオ信号收音の場合に利用したときは、通常のペア・マイクロホンまたはステレオマイクロホンの出力信号を増幅器を介して本発明の音像制御装置に印加し、減衰器の減衰量を変えらることにより両チャンネルの信号間の相関係数を+1から-1まで簡単に変えることができる。従つて

、音源から收音点までの距離、マイクロホンヘッドの間隔や、向きを変えることなく、ステレオ再生音々像の拡がりや、奥行に対する心理的な印象を制御することができる。またこの際に音質が劣化したり、原信号の有する方向定位に関する物理情報が変化したりすることはない。

(ii)スピーカ再生の場合に利用したときは、音声多重型テレビジョン受信機またはステレオ型ラジオ付テープレコーダの様に通常のステレオ再生装置の場合に比較して、左右両チャンネル用のスピーカ間隔が狭いため、臨場感の豊かな音場を再現することができなかつたが、本発明の音像制御装置を用いることによりスピーカの間隔を変更することなしに、かつ音質を劣化させたり、残響成分を付加することなしに、音像の拡がり感や、奥行感を音源の種類、聴取者の好みに応じて変えることができる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例のブロック図。

第2図は本発明の一実施例の音像制御装置の具

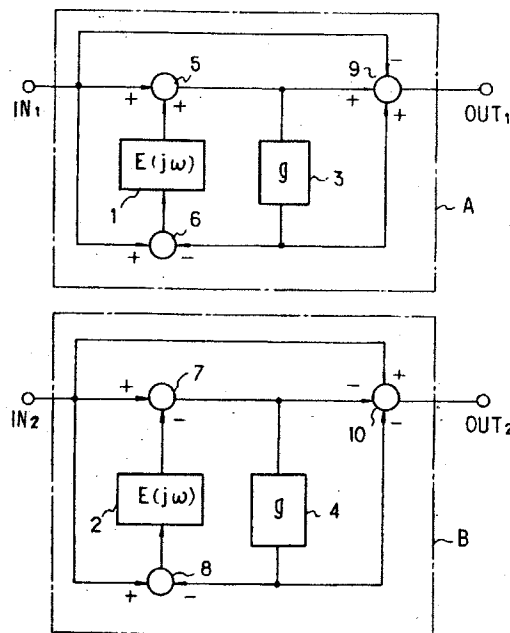
体的構成を示す回路図。

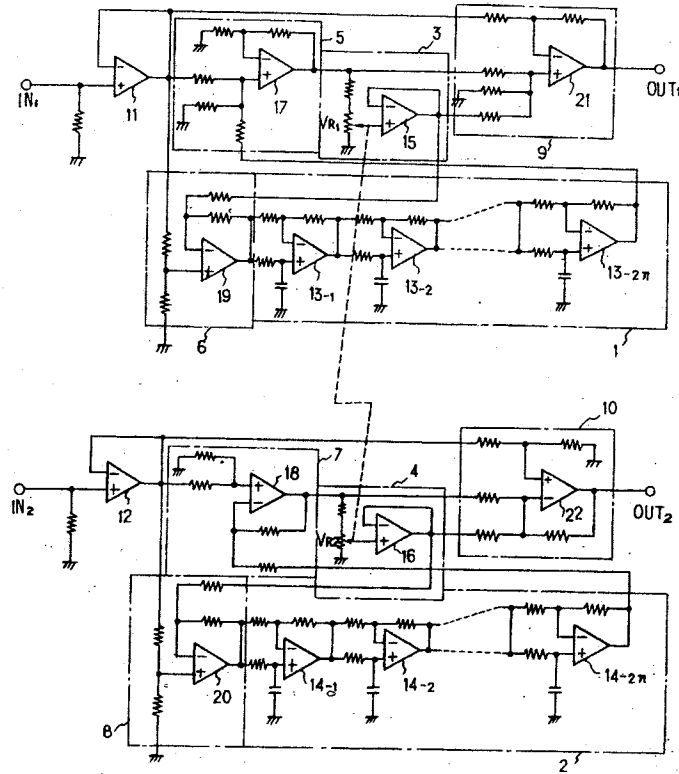
第3図、第4図、第5図および第6図は本発明の一実施例の作用の説明に供する特性図。

1および2……オールパス回路、3および4……減衰器、5……加算器、6、7および8……減算器、9および10……加減算器。

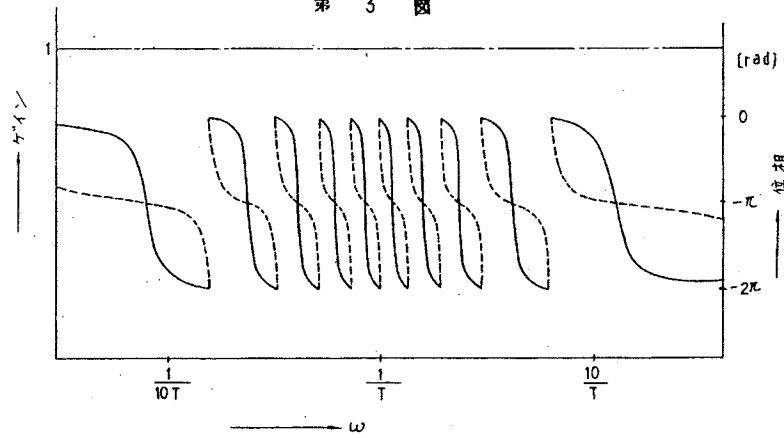
特許出願人 トリオ株式会社

第 1 図

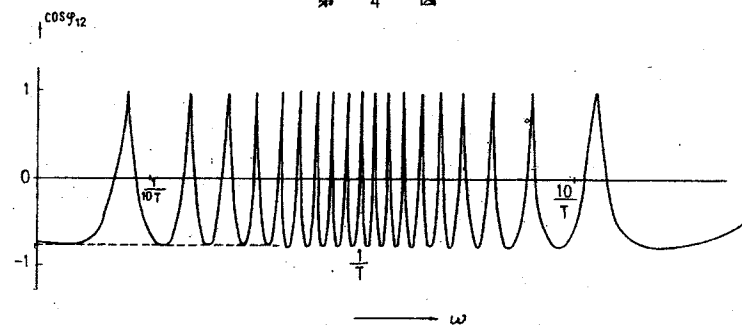




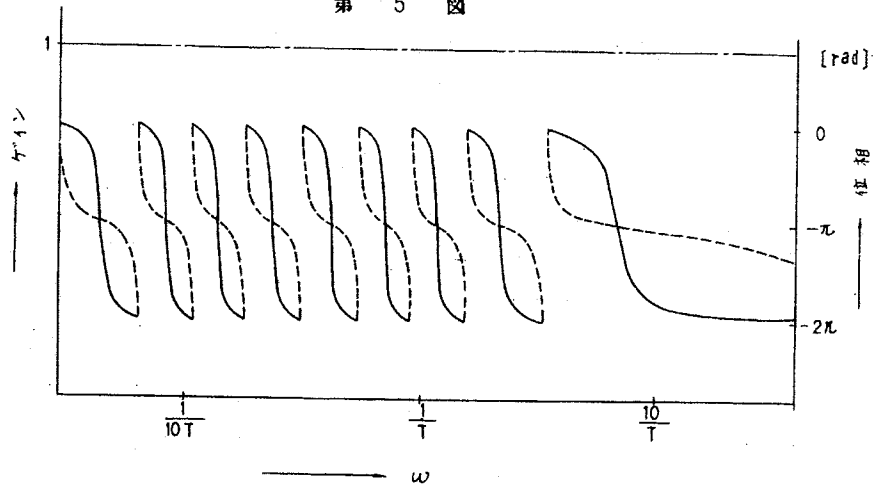
第 3 圖



第 4 圖



第 5 図



第 6 図

